

УДК 621.396.96

DOI: 10.26467/2079-0619-2018-21-3-169-177

ДИСКРЕТИЗАЦИЯ ПОЛЯРИЗОВАННОГО СИГНАЛА

П.Е. КОРНЕЕВ¹

¹Егорьевский технологический институт (филиал)
ФГБОУ «Московский государственный технологический университет «СТАНКИН»,
г. Егорьевск, Россия

Зачастую решение мониторинговыми системами задач дистанционного зондирования, распознавания (классификации, различения) радиолокационных объектов методами радиополяриметрии требуется в режиме реального масштаба времени с отображением актуальной информации на мониторе радиолокатора. Мониторинговые системы могут быть как стационарными (чаще наземными) так и подвижными (базируемыми на различных транспортных носителях). При проектировании таких систем, наряду с обеспечением требуемого быстродействия и производительности вычислительной машины, важно также обеспечить унификацию блоков и узлов, снижение массогабаритных характеристик, упрощение настройки, повышение эксплуатационной надежности. В этом случае требуется применение блоков цифровой обработки информации. При цифровой обработке поляризованных сигналов необходимо преобразовать входной аналоговый сигнал в цифровую форму, то есть произвести дискретизацию по времени и частоте и осуществить квантование по уровню. В статье рассматриваются особенности дискретизации по времени радиолокационного поляризованного сигнала. Выводятся аналитические выражения для входного поляризованного сигнала с учетом геометрических параметров эллипса поляризации. Приводятся формулы для синфазной и квадратурной составляющих поляризованного сигнала и для комплексной огибающей сигнала. Утверждается, что квадратурная обработка поляризованного сигнала приводит к снижению требований к микросхемам аналого-цифрового преобразования из-за существенного снижения частоты дискретизации. После преобразований, представленных в статье, в мониторинговых системах можно применять электронные компоненты, которые уже сегодня находятся в производстве у Российских компаний радиоэлектронной промышленности. Описанные в статье преобразования поляризованного сигнала во временной области приводят к определенным преобразованиям в частотной области. Речь ведется о преобразовании двухстороннего спектра сигнала в односторонний спектр с переносом его в область видеочастот. Такое преобразование помогает снизить частоту дискретизации с гигагерц до мегагерц. Аналитические выражения во временной области сопровождаются в статье графической интерпретацией спектров сигнала в частотной области. Приводится схема демодуляции синфазной и квадратурной составляющих поляризованного сигнала. Описываются функциональные особенности блоков фильтрации в схеме, акцентируется внимание разработчиков систем цифровой обработки сигналов на требования теоремы Котельникова о дискретизации.

Ключевые слова: Поляризация радиолокационных сигналов, радиополяриметрия, дискретизация сигналов, цифровая обработка сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

Интерес к методам радиополяриметрии в последние годы неуклонно растет в самых разных областях науки и техники. Радиополяриметрия – наука о формировании поляризационной структуры радиоволн и радиосигналов, а также об управлении этой структурой для обеспечения приема, передачи, обработки и хранения информации [2]. Отраженные от исследуемых объектов радиоволны несут в себе гораздо больше информации о радиолокационных целях и рассеивающих объектах, если учитывать поляризационную структуру сигналов. Под поляризацией радиоволн понимается свойство электромагнитного поля, соответствующего радиоволнам, определяемое пространственно-временной структурой векторов, составляющих поле, инвариантной к динамике распространения поля и к временной зависимости его источников [2].

В настоящее время наблюдается возрастающая роль задач дистанционного зондирования поверхности и распознавания радиолокационных целей [2, 3]. Зачастую решение этих задач требуется в режиме реального масштаба времени с отображением актуальной информации на

мониторе радиолокатора для принятия незамедлительных решений. В этой связи возникает необходимость применения методов цифровой обработки поляризованных сигналов. Переход к цифровой обработке поляризованных сигналов позволяет максимально унифицировать блоки и узлы поляризационного радиолокатора, автоматизировать их разработку и проектирование, снизить массогабаритные характеристики, упростить настройку и повысить эксплуатационную надежность.

Несущие частоты радиолокатора при решении задач распознавания целей с высокой разрешающей способностью в любое время дня и ночи, при разнообразных метеоусловиях могут составлять единицы – десятки (до 100) ГГц, при информационной полосе радиолокационного сигнала единицы – десятки МГц. В этом случае достаточно сложно применять традиционные методы цифровой обработки сигналов по ряду причин. Одна из таких причин – необходимость производить дискретизацию сигнала с очень высокой частотой дискретизации. При этом реалии таковы, что в серийном производстве российской радиоэлектронной промышленности быстродействующих аналого-цифровых преобразователей (АЦП) с частотами дискретизации единицы – десятки ГГц нет (на сегодняшний день существуют опытные образцы с быстродействием порядка 40 MSPS (MSPS – миллион выборок в секунду) при разрядности АЦП 12–14). У зарубежных производителей в серийном производстве существуют микросхемы АЦП с быстродействием 3 GSPS (GSPS – миллиард выборок в секунду) при разрядности АЦП 12–14. При этом цена 1 микросхемы быстродействующего АЦП от зарубежных производителей составляет порядка 120000 рублей с определенными сложностями поставки этих микросхем в Россию (из-за действующих в отношении нашей страны политических санкций).

КВАДРАТУРНАЯ ОБРАБОТКА ПОЛЯРИЗОВАННОГО СИГНАЛА

Произведем преобразования принимаемого радиолокационного поляризованного сигнала в аналоговой области для успешной последующей цифровой обработки (с учетом применения имеющейся в России элементной базы).

Рассмотрим узкополосный радиолокационный эллиптически поляризованный сигнал с несущей частотой f_0 , который образован суммированием двух колебаний с круговой поляризацией встречного вращения, имеющих одинаковую частоту $|f_0|$, но различающихся по модулю амплитуды a и начальной фазы φ . Из [4] известно, что эллиптически поляризованный аналитический сигнал $x_a(t)$ описывается следующей комплексной функцией:

$$x_a(t) = a_+ e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_+)} + a_- e^{-j(2\pi f_0 t + \varphi_-)}, \quad (1)$$

где a_+, φ_+ – амплитуда и начальная фаза левосторонне поляризованного колебания, a_-, φ_- – амплитуда и начальная фаза правосторонне поляризованного колебания соответственно, j – мнимая единица.

Выражение (1) дает самое общее описание поляризованного гармонического сигнала. Очевидно, что при $a_+ = 0$ или $a_- = 0$ эллиптически поляризованный сигнал обращается в сигнал с круговой поляризацией, а при $a_+ = a_- = a$ – в линейно поляризованный гармонический сигнал [4]. Нужно также отметить, что сигнал (1) описывает эллиптически поляризованный сигнал в параметрах двухстороннего спектра a_+, φ_+ и a_-, φ_- . Преобразуем выражение (1) в сигнал с параметрами одностороннего спектра, которые непосредственно характеризуют поляризационную структуру сигнала. Речь идет о следующих параметрах: A – амплитуда эллиптически

ски поляризованного сигнала, φ_0 – начальная фаза, ε – угол эллиптичности и β – угол ориентации эллипса поляризации. На рис. 1 приведена геометрическая интерпретация поляризационной структуры сигнала.

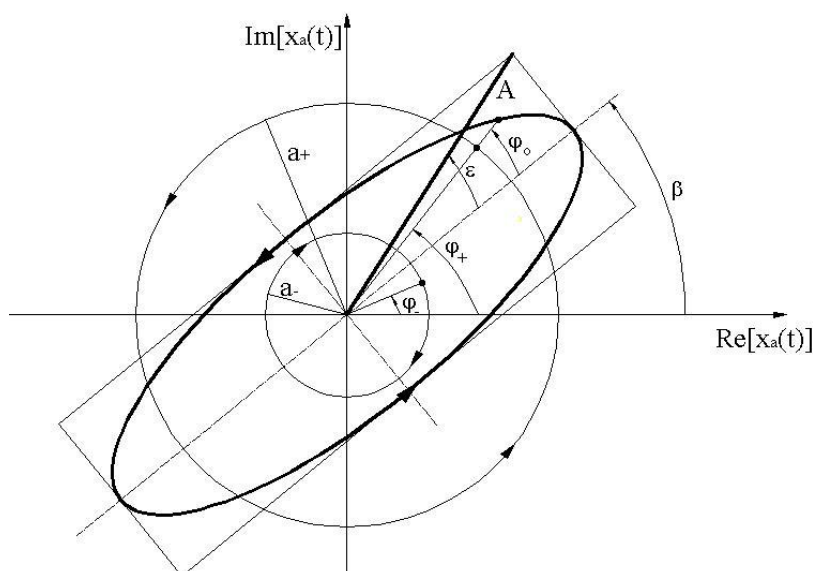


Рис. 1. Поляризационная структура сигнала
Fig. 1. Polarization structure of the signal

Приведем (1) к общему виду аналитического сигнала

$$x_a(t) = x(t) + jx_r(t), \quad (2)$$

используя формулу Эйлера, где $x(t)$ – действительный радиолокационный поляризованный сигнал, $x_r(t)$ – Гильбертов сигнал.

$$x_a(t) = [a_+ \cos(2\pi f_0 t + \phi_+) + a_- \cos(2\pi f_0 t - \phi_-)] + j[a_+ \sin(2\pi f_0 t + \phi_+) - a_- \sin(2\pi f_0 t - \phi_-)] \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что

$$x(t) = a_+ \cos(2\pi f_0 t + \phi_+) + a_- \cos(2\pi f_0 t - \phi_-). \quad (4)$$

Раскрывая косинус суммы и разности двух аргументов, получаем

$$x(t) = [a_+ \cos(\phi_+) + a_- \cos(\phi_-)] \cos(2\pi f_0 t) + [a_- \sin(\phi_-) - a_+ \sin(\phi_+)] \sin(2\pi f_0 t). \quad (5)$$

Определим синфазную $x_c(t)$ и квадратурную $x_s(t)$ составляющие сигнала:

$$x_c(t) = a_+ \cos(\phi_+) + a_- \cos(\phi_-); \quad (6)$$

$$x_s(t) = a_- \sin(\phi_-) - a_+ \sin(\phi_+). \quad (7)$$

Введем комплексную огибающую $\gamma(t)$:

$$\gamma(t) = x_c(t) + jx_s(t). \quad (8)$$

При этом сигнал $x(t)$ равен

$$x(t) = \text{Re}[\gamma(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}], \quad (9)$$

где $\text{Re}[\cdot]$ – операция взятия действительной части комплексного числа.

По теореме смещения спектра [5, 6, 13] произведение $\gamma(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}$ во временной области соответствует переносу спектра вправо на f_0 .

Учитывая, что $A \cos(\varepsilon) = a_+ + a_-$ и $A \sin(\varepsilon) = a_+ - a_-$, и пользуясь тригонометрическими выражениями суммы и разности косинуса и синуса одного аргумента, получаем

$$\begin{aligned} a_+ &= \frac{\sqrt{2}}{2} A \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right), \\ a_- &= \frac{\sqrt{2}}{2} A \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right). \end{aligned} \quad (10)$$

Аналогично, принимая во внимание, что $\varphi_0 = \frac{\varphi_+ - \varphi_-}{2}$ и $\beta = \frac{\varphi_+ + \varphi_-}{2}$, имеем

$$\begin{aligned} \varphi_+ &= \beta + \varphi_0, \\ \varphi_- &= \beta - \varphi_0. \end{aligned} \quad (11)$$

При этом $-\pi < \varphi_0 \leq \pi$, $0 \leq \beta \leq \pi$, $-\frac{\pi}{4} \leq \varepsilon \leq \frac{\pi}{4}$.

Учитывая (6), (7), (10) и (11), получаем следующие выражения для синфазной $x_c(t)$ и квадратурной $x_s(t)$ составляющих сигнала:

$$x_c(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} A \left[\cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \cos(\beta + \varphi_0) + \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \cos(\beta - \varphi_0) \right]; \quad (12)$$

$$x_s(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} A \left[\sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \sin(\beta - \varphi_0) - \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \sin(\beta + \varphi_0) \right]. \quad (13)$$

Тогда общее выражение для $x(t)$ с параметрами, характеризующими поляризационную структуру сигнала, будет иметь вид

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} A \left[\cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \cos(\beta + \varphi_0) + \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \cos(\beta - \varphi_0) \right] \cdot \cos(2\pi f_0 t) + \\ &+ \frac{\sqrt{2}}{2} A \left[\sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \sin(\beta - \varphi_0) - \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) \cdot \sin(\beta + \varphi_0) \right] \cdot \sin(2\pi f_0 t). \end{aligned} \quad (14)$$

На рис. 2, а приведен двухсторонний спектр эллиптически-поляризованного сигнала по модулю $|X^+(f)|$ и $|X^-(f)|$ на несущей частоте f_0 . На рис. 2, б представлен модуль спектра $|\Gamma(f)|$ сигнала $\gamma(t)$, равный сумме спектров двух сигналов противоположной поляризации, перенесенный в область видеочастот (f_e – верхняя частота спектра, $2f_e$ – информационная полоса поляризованного сигнала). Теперь дискретизацию сигнала во временной области можно осуществлять в соответствии с теоремой Котельникова о дискретизации (с частотой дискретизации $f_d \geq 2f_e$), с одной оговоркой, что перед дискретизацией нужно обеспечить финитность спектра $\Gamma(f)$ [10, 13]. Как известно [5], при дискретизации сигнала во временной области происходит «размножение» спектра в частотной области (с частотой повторения кратной частоте дискретизации f_d). На рис. 2, в представлен модуль «размноженного» спектра $|\Gamma_d(f)|$ дискретизированного во времени сигнала. Аналитическая запись данного спектра представлена формулой (15) [5].

$$\Gamma_d(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Gamma(f - nf_d) \tag{15}$$

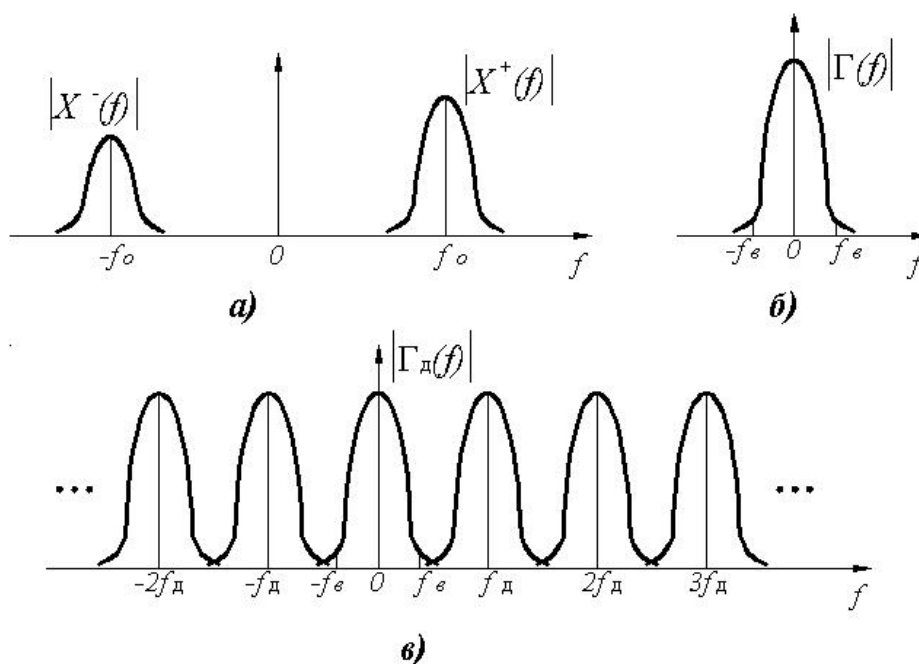


Рис. 2. а – двухсторонний спектр поляризованного сигнала, б – спектр $|\Gamma(f)|$, перенесенный в область видеочастот, в – «размноженный» спектр $|\Gamma_d(f)|$ из-за дискретизации во временной области

Fig. 2. а – two-side spectrum of the polarized signal, б – spectrum $|\Gamma(f)|$, transferred to the video frequencies range, в – «multiplied» spectrum $|\Gamma_d(f)|$ due to the discretization in the time region

На рис. 3 представлена схема демодуляции синфазной и квадратурной составляющих поляризованного сигнала с последующей дискретизацией в АЦП этих сигналов во временной области.

Фильтр 1 на рис. 3 – это фильтр, необходимый для получения конечного спектра $\Gamma(f)$ перед дискретизацией во временной области (это необходимое условие для применения теоремы Котельникова о дискретизации). Другая функция этого фильтра – уменьшение наложения боковых лепестков спектра $|\Gamma_D(f)|$ при его «размножении» с частотой повторения кратной f_D . В монографии [8] дается детальное изложение методов расчета таких цепей с особенностями синтеза фильтров в СВЧ-диапазоне. Роль фильтров 2 и 3 на рис. 3 – подавление гармоник двойной несущей частоты $2f_0$, которые появляются при умножении поляризованного сигнала $x(t)$ на $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$ (от когерентного гетеродина). Дискретизация сигналов в синфазном и квадратурном каналах происходит в АЦП1 и АЦП2, синхронно работающих. Параметр Δt на рис. 3 есть шаг дискретизации, равный $\Delta t = \frac{1}{f_D}$. При этом $\Delta t \leq \frac{1}{2f_0}$ в каждом канале обработки.

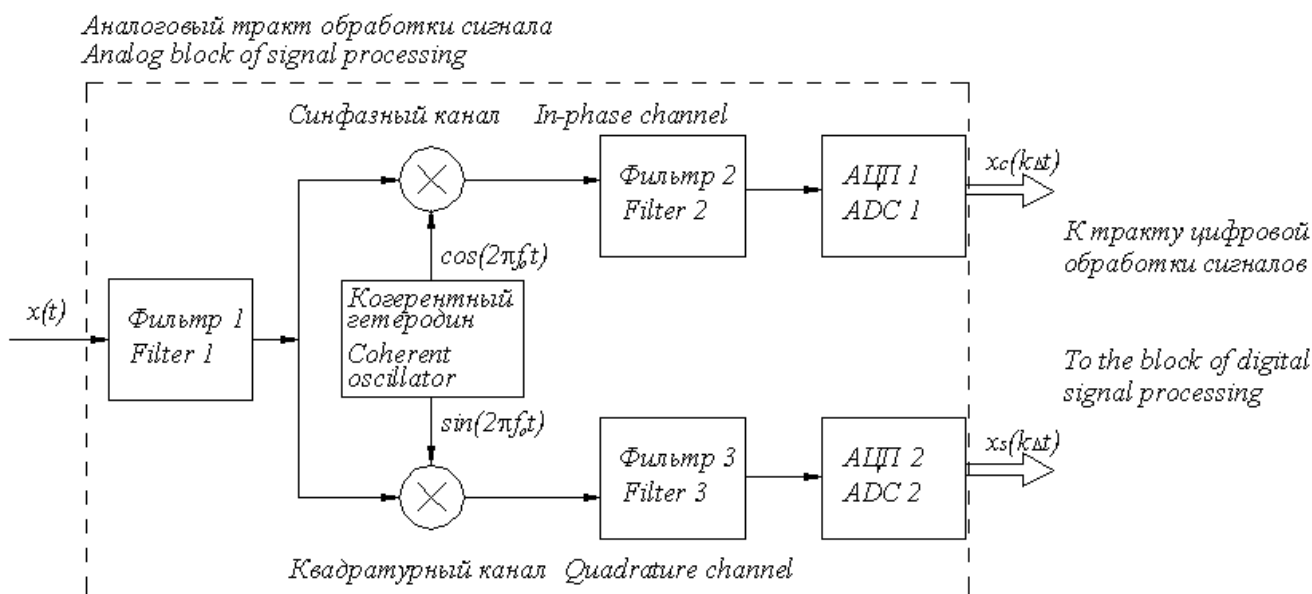


Рис. 3. Схема демодуляции синфазной и квадратурной составляющих поляризованного сигнала
Fig. 3. Demodulation scheme for in-phase and quadrature components of the polarized signal

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разработке мониторинговых систем дистанционного зондирования, распознавания радиолокационных объектов для отображения информации на мониторе радиолокатора в режиме реального масштаба времени необходимо применять цифровые методы обработки поляризованных сигналов. Блокам цифровой обработки в радиолокаторе предшествует аналоговый тракт, в котором производятся очень важные преобразования входного радиолокационного

сигнала. При допущении ошибок в проектировании аналогового тракта, разработчик не сможет достоверно восстановить первоначальный сигнал после его цифровой обработки. Может быть потеряна очень важная информация!

В статье рассмотрены особенности дискретизации по времени при квадратурной обработке сигнала. У входного радиолокационного поляризованного сигнала выделяется синфазная и квадратурная составляющие. В частотной области первоначальный двухсторонний спектр входного сигнала на несущей частоте преобразуется в односторонний спектр с переносом его в область видеочастот. В этом случае частота дискретизации может быть снижена в 1000 раз! А это значит, что квадратурная обработка сигнала приводит к существенному снижению требований к микросхемам АЦП. Таким образом, при разработке мониторинговых систем с квадратурной обработкой сигнала можно применять микросхемы АЦП исключительно российского производства, что крайне актуально в условиях политических санкций, действующих в отношении нашей страны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А.** Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 440 с.
2. **Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.** Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. М.: Радиотехника, 2005. 704 с.
3. **Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.** Поляризация радиоволн. Кн. 3. Радиополяриметрия сложных по структуре сигналов. М.: Радиотехника, 2008. 688 с.
4. **Коростелев А.А.** Пространственно-временная теория радиосистем. М.: Радио и связь, 1987. 320 с.
5. **Оппенгейм А., Шафер Р.** Цифровая обработка сигналов. 3-е изд., испр. М.: Техносфера, 2012. 1048 с.
6. **Гадзиковский В.И.** Цифровая обработка сигналов. М.: СОЛОН-Пресс, 2013. 769 с.
7. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. 462 с.
8. **Матханов П.Н.** Основы синтеза линейных электрических цепей. М.: Высшая школа, 1976. 208 с.
9. **Вагапов Р.Х.** Дистанционные методы исследования морских льдов / В.П. Гаврило, А.И. Козлов, Г.А. Лебедев, А.И. Логвин. СПб.: Гидрометеиздат, 1993. 341 с.
10. **Сергиенко А.Б.** Цифровая обработка сигналов. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.
11. **Bartle, R.G.** The Elements of Real Analysis. 3rd ed. New York: John Wiley and Sons, 2000.
12. **Bertsekas D., Tsitsilis J.** Introduction to Probability. 2nd ed. Athena Scientific, Belmont, MA, 2008.
13. **Bellanger M.** Digital Processing of Signals. 3rd ed. New York: Wiley, 2000.
14. **Gray R.M., Davidson L.D.** Introduction to Statistical Signal Processing. Cambridge University Press, 2004.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ

Корнеев Павел Евгеньевич, кандидат технических наук, доцент кафедры Технологий автоматизированного производства, ЕТИ ФГБОУ ВО МГТУ «СТАНКИН», paul-korn@yandex.ru.

THE DISCRETIZATION OF THE POLARIZED SIGNAL

Pavel E. Korneev¹

¹Branch MSTU "STANKIN", Egorievsk, Russia

ABSTRACT

Often, the monitoring systems solution of remote sensing problems, recognition (classification, discrimination) of radar objects using radio polarimetry methods is required in real time mode with the display of the current information on the radar monitor. Monitoring systems can be either stationary (more often terrestrial) or mobile (based on various transport vehicles). When designing such systems, along with ensuring the required speed and performance of the computer, it is also important to ensure the unification of the units and assemblies, the reduction of weight and size characteristics, simplification of the tuning, increase of the operational reliability. In this case, the use of blocks of digital information processing is required. When digitally processing polarized signals, it is necessary to convert the input analog signal to digital form, i.e. to sampled by time and frequency and perform level quantization. The peculiarities of the discretization of the radar polarized signal over time are considered in the article. Analytical expressions for the input polarized signal are derived with considering the geometric parameters of the polarization ellipse. Formulas are given for the in-phase and quadrature components of the polarized signal, for a complex signal envelope. It is alleged that quadrature processing of the polarized signal leads to a decrease in the requirements for analog-to-digital conversion chips due to a significant reduction in the sampling frequency. After the transformations presented in the article, electronic components, which are already in production by Russian companies in the radio electronic industry, can be used in monitoring systems. The transformations of a polarized signal in the time domain described in the article lead to certain transformations in the frequency domain. We are talking about converting the two-side signal spectrum into a one-side spectrum with its transfer to the video frequency region. Such a conversion helps to reduce the sampling rate from gigahertz to megahertz. Analytic expressions in the time domain are accompanied in the article by a graphic interpretation of the signal spectra in the frequency domain. A scheme for demodulating the in-phase and quadrature components of the polarized signal is given. Functional features of filtering units in the scheme are described, the attention of the designers of the digital signal processing systems to the requirements of the Kotel'nikov's sampling theorem is emphasized.

Key words: polarized signal, discretization, digital signal processing, sampling frequency, radio polarimetry.

REFERENCES

1. Kanarejkin, D.B., Pavlov, N.F. and Potehin, V.A. (1966). *Poljarizacija radiolokacionnyh signalov* [Polarization of the radar signals]. Moscow: Sov. Radio, 440 p. (in Russian)
2. Kozlov, A.I., Logvin, A.I. and Sarychev, V.A. (2005). *Poljarizacija radiovoln. Poljarizacionnaja struktura radiolokacionnyh signalov* [Polarization of the radio waves. Polarization structure of the radar signals]. Moscow: Radiotekhnika, 704 p. (in Russian)
3. Kozlov, A.I., Logvin, A.I. and Sarychev, V.A. (2008). *Poljarizacija radiovoln. Kn. 3. Radiopoljarimetrija slozhnyh po strukture signalov* [Polarization of the radio waves. Radiopolyarimetry of the structurally complex signals]. Moscow: Radiotekhnika, 688 p. (in Russian)
4. Korostelev, A.A. (1987). *Prostranstvenno-vremennaja teorija radiosistem* [The space-time theory of the radio systems]. Moscow: Radio i svjaz', 320 p. (in Russian)
5. Oppengejm, A. and Shafer, R. (2012). *Cifrovaja obrabotka signalov. 3-e izd., ispr.* [Digital signal processing]. Moscow: Tehnosfera, 1048 p. (in Russian)
6. Gadzikovskij, V.I. (2013). *Cifrovaja obrabotka signalov* [Digital signal processing]. Moscow: SOLON-Press, 769 p. (in Russian)
7. Baskakov, S.I. (2000). *Radiotekhnicheskie cepi i signaly* [Radio circuits and signals]. Moscow: Vysshaja shkola, 462 p. (in Russian)
8. Mathanov, P.N. (1976). *Osnovy sinteza linejnyh jelektricheskikh cepej* [Basics of synthesis of the linear electric circuits]. Moscow: Vysshaja shkola, 208 p. (in Russian)

9. Vagapov, R.H., Gavrilov, V.P., Kozlov, A.I., Lebedev, G.A. and Logvin, A.I. (1993). *Distancionnye metody issledovanija morskikh l'dov* [Remote methods for studying sea ice]. St.Petersburg: Gidrometeoizdat, 341 p. (in Russian)
10. Sergienko, A.B. (2011). *Cifrovaja obrabotka signalov* [Digital signal processing]. 3-e izd. St.Petersburg: BHV-Peterburg, 768 p. (in Russian)
11. Bartle, R.G. (2000). *The Elements of Real Analysis*, 3rd ed., New York: John Wiley and Sons.
12. Bertsekas, D. and Tsitsilis, J. (2008). *Introduction to Probability*. 2nd ed., Athena Scientific, Belmont, MA.
13. Bellanger, M. (2000). *Digital Processing of Signals*. 3rd ed. New York: Wiley.
14. Gray, R.M. and Davidson, L.D. (2004). *Introduction to Statistical Signal Processing*. Cambridge University Press.

INFORMATION ABOUT THE AUTHOR

Pavel E. Korneev, Candidate of Technical Science, Associate Professor at the Department of the industrial automation technologies, Branch MSTU “STANKIN” in Egorievsk, paul-korn@yandex.ru.

Поступила в редакцию 09.01.2018
Принята в печать 15.05.2018

Received 09.01.2018
Accepted for publication 15.05.2018